

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-177436

(P2001-177436A)

(43) 公開日 平成13年6月29日 (2001.6.29)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テマコード (参考)

H 0 4 B 1/707

H 0 3 J 7/02

5 J 1 0 3

H 0 3 J 7/02

H 0 4 L 7/00

C 5 K 0 0 4

H 0 4 L 7/00

H 0 4 J 13/00

D 5 K 0 2 2

27/22

H 0 4 L 27/22

C 5 K 0 4 7

審査請求 有 請求項の数11 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号

特願平11-355375

(22) 出願日

平成11年12月15日 (1999. 12. 15)

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 平田 勝

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

(74) 代理人 100088812

弁理士 ▲柳▼川 信

Fターム (参考) 5J103 AA11 AA16 DA00 DA27 GA12

HC07

5K004 AA05 FH08

5K022 EE01 EE32 EE36

5K047 AA13 CC01 GG10 GG11 GG34

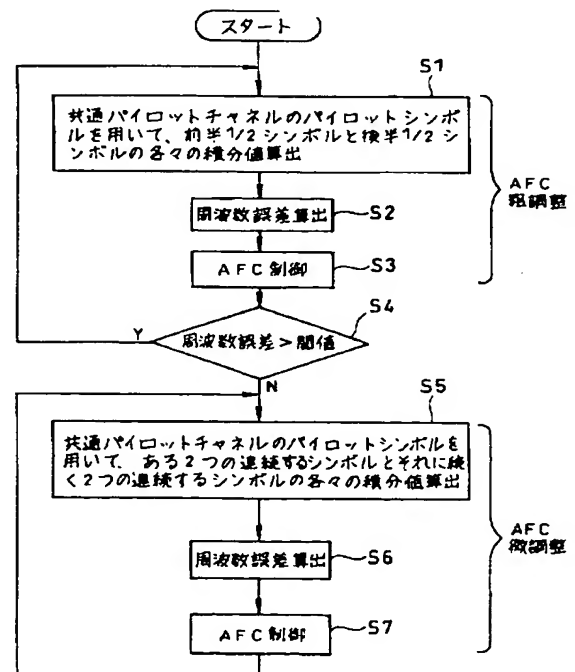
GG37 HH15 HH55

(54) 【発明の名称】 移動通信システムにおけるAFC制御装置及びその方法並びにそれを使用した移動通信機

(57) 【要約】

【課題】 ノイズの影響に強いAFC制御動作が可能なCDMA移動通信システムにおけるAFC制御方式を得る。

【解決手段】 電源投入時等の初期状態における周波数誤差が大なる場合には、1シンボルを複数に分割してこれ等分割シンボル間での位相移動量を使用してAFC制御 (粗調整) を行い、周波数誤差が小になって安定状態に入った場合には、パイロットチャネルの連続するN個の第一のシンボル群とそれに続くN個の第二のシンボル群との位相移動量を使用してAFC制御 (微調整) を行う。こうすることにより、安定状態における位相移動量に対するノイズの影響をできるだけ少なくすることができ、ノイズに影響されない安定したAFC制御が可能である。



1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 ベースバンド信号を位相変調して拡散処理された信号を受信し、この受信信号とローカル信号とを乗算してベースバンド信号に変換し、このベースバンド信号を逆拡散処理するようにした移動通信機における A F C 制御装置であって、

前記受信信号を逆拡散する逆拡散手段と、

前記受信信号のパイロットチャネルに含まれるパイロットシンボルのうち連続する N 個 (N は 2 以上の数) の第一のシンボル群とそれに続く N 個の第二のシンボル群との前記逆拡散手段による各逆拡散出力を夫々積分して、第一及び第二の積分出力を生成する第一の積分手段と、これ等第一及び第二の積分出力間の位相移動量を検出してこの位相移動量に応じて前記ローカル信号の周波数制御をなす制御手段と、を含むことを特徴とする A F C 制御装置。

【請求項 2】 前記受信信号の 1 シンボルの前記逆拡散手段による逆拡散出力を、複数に分割して夫々積分する第二の積分手段を更に含み、前記制御手段は、位相移動量が所定閾値より大なるときには、前記第二の積分手段の分割積分出力間の位相移動量を検出して前記周波数制御を行うようにしたことを特徴とする請求項 1 記載の A F C 制御装置。

【請求項 3】 前記制御手段は、前記位相移動量が前記閾値以下になった場合に、前記第一及び第二の積分出力間の位相移動量を検出して前記周波数制御を行うようにしたことを特徴とする請求項 2 記載の A F C 制御装置。

【請求項 4】 前記受信信号の 1 シンボルは、前記パイロットチャネルに含まれるパイロットシンボルであることを特徴とする請求項 2 または 3 記載の A F C 制御装置。

【請求項 5】 ベースバンド信号を位相変調して拡散処理された信号を受信し、この受信信号とローカル信号とを乗算してベースバンド信号に変換し、このベースバンド信号を逆拡散処理するようにした移動通信機における A F C 制御方法であって、

前記受信信号を逆拡散する逆拡散ステップと、

前記受信信号のパイロットチャネルに含まれるパイロットシンボルのうち連続する N 個 (N は 2 以上の数) の第一のシンボル群とそれに続く N 個の第二のシンボル群との前記逆拡散手段による各逆拡散出力を夫々積分して、第一及び第二の積分出力を生成する第一の積分ステップと、

これ等第一及び第二の積分出力間の位相移動量を検出してこの位相移動量に応じて前記ローカル信号の周波数制御をなす制御ステップと、を含むことを特徴とする A F C 制御方法。

【請求項 6】 前記受信信号の 1 シンボルの前記逆拡散手段による逆拡散出力を、複数に分割して夫々積分する第二の積分ステップを更に含み、前記制御ステップは、

2

位相移動量が所定閾値より大なるときには、前記第二の積分手段の分割積分出力間の位相移動量を検出して前記周波数制御を行うようにしたことを特徴とする請求項 5 記載の A F C 制御方法。

【請求項 7】 前記制御ステップは、前記位相移動量が前記閾値以下になった場合に、前記第一及び第二の積分出力間の位相移動量を検出して前記周波数制御を行うようにしたことを特徴とする請求項 6 記載の A F C 制御方法。

【請求項 8】 ベースバンド信号を位相変調して拡散処理された信号を受信し、この受信信号とローカル信号とを乗算してベースバンド信号に変換し、このベースバンド信号を逆拡散処理するようにした移動通信機における A F C 制御方法であって、

電源投入に応答して前記受信信号を逆拡散する逆拡散ステップと、

前記受信信号の 1 シンボルの前記逆拡散手段による逆拡散出力を、複数に分割して夫々積分するステップと、

前記積分ステップの分割積分出力間の位相移動量を検出して前記周波数制御を行うステップと、

前記位相移動量が所定閾値以下になった場合、前記受信信号のパイロットチャネルに含まれるパイロットシンボルのうち連続する N 個 (N は 2 以上の数) の第一のシンボル群とそれに続く N 個の第二のシンボル群との前記逆拡散ステップによる各逆拡散出力を夫々積分して、第一及び第二の積分出力を生成するステップと、これ等第一及び第二の積分出力間の位相移動量を検出してこの位相移動量に応じて前記ローカル信号の周波数制御をなす制御ステップと、を含むことを特徴とする A F C 制御方法。

【請求項 9】 請求項 1 ~ 4 いずれか記載の A F C 制御装置を使用したことを特徴とする移動通信機。

【請求項 10】 請求項 5 ~ 8 いずれか記載の A F C 制御方法を使用したことを特徴とする移動通信機。

【請求項 11】 C D M A 通信方式を採用したことを特徴とする請求項 9 または 10 いずれか記載の移動通信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は移動通信システムにおける A F C 制御装置及びその方法並びにそれを使用した移動通信機に関し、特にベースバンド信号を位相変調して拡散処理された信号を受信し、この受信信号とローカル信号とを乗算してベースバンド信号に変換し、このベースバンド信号を逆拡散処理するようにした C D M A 移動通信機における A F C 制御方式に関するものである。

【0002】

【従来の技術】近年、移動通信システムに用いられる通信方式として、干渉や妨害に強い C D M A (Code Divis

ion Multiple Access) 通信方式が注目されている。この CDMA 通信システムとは、送信側では送信したいユーザ信号を拡散符号により拡散して送信し、受信側ではその拡散符号と同一の拡散符号を用いて逆拡散を行うことにより元のユーザ信号を得る通信システムである。

【0003】そのため、CDMA 通信システムでは、送信側と受信側の拡散符号系列の位相の同期をとらなければ受信側において逆拡散を行うことができない。このため移動局では、基地局から受信した信号の復調を行う際に用いられる基準周波数信号（ローカル信号）を生成するための基準発振器 TCXO (Temperature Controlled Xtal Oscillator) を用いると共に、その基準周波数信号の周波数を送信側である基地局の基準周波数信号の周波数と合わせるための AFC (Automatic Frequency Control) 制御が行われている。この AFC 制御は基地局から送信されてくるデータに含まれているパイロットシンボルを基準にして行われている。

【0004】ここで、基地局から移動局に対して送信される回線である下り回線の物理フォーマットを図 5 を参照して説明する。基地局からの送信データは、10ms 間隔の複数の無線フレームによって構成されている。そして、この無線フレームの各々は 16 のタイムスロットにより夫々構成されており、各タイムスロットは、オーディオチャネルと共通パイロットチャネルとが時間的に同時に送出されており、これ等両チャネルは別の拡散コード（共に既知）により拡散されている。オーディオチャネルでは、オーディオデータがデータシンボルとされて複数のパイロットシンボル（例えば 2 個のシンボル）と共に送信される。また、パイロットチャネルでは、各種制御情報を含むパイロットシンボルのみが送信されており、例えば、10 個のパイロットシンボルが含まれている。

【0005】オーディオチャネルのパイロットシンボルは各タイムスロットによって異なる値となっているが、そのパターンは予め定められたパターンとなっている。そのため、移動局はパイロットシンボルを受信する前に送信されてくるはずのシンボルを知ることができる。また、データシンボルは音声等の情報に用いられる。そして、移動局では、このパイロットシンボルを使用して基地局との周波数誤差を測定することができる。

【0006】次に、この周波数誤差について図 6 を参照して説明する。CDMA 通信システムでは、拡散変調の前に行われる 1 次変調の変調方式として QPSK (Quadrature Phase Shift Keying: 直交 PSK) が用いられているため、それぞれのシンボルは 2 ビットのデータとなっており、(0, 0), (0, 1), (1, 0), (1, 1) のいずれかの値をとるようになっている。これらの値をベクトル図上に示したものを図 6 に示す。

【0007】ここで、横軸は同相成分 (I) の大きさを示しており、縦軸は直交成分 (Q) の大きさを示してい

る。基地局からの送信データのベクトルは、(0, 0), (0, 1), (1, 0), (1, 1) のいずれかであるが、パイロットシンボルのように予め定められている場合には、(0, 0) は 0 度、(0, 1) は 90 度、(1, 0) は -90 度、(1, 1) は 180 度の回転をすることで、(0, 0) のベクトル上に全てのパイロットシンボルを配置することができる。

【0008】しかし、移動局において周波数誤差 θ がある場合は、(0, 0) 上に配置したパイロットシンボルの実測データが図 6 のように、第一パイロットシンボルのベクトルから第二パイロットシンボルのベクトルに位相が移動しているように見える。この周波数誤差 θ を電圧に変換し、TCXO のコントロール電圧を制御するようになっている。

【0009】AFC 制御の動作について、図 7 を参照して説明する。基地局より送信された信号は、アンテナ 1 により受信され、ミキサ 2 により搬送波を除去しベースバンド信号に変換される。このベースバンド信号は A/D 変換器 3 によりデジタル信号に変換され、逆拡散部 4 により PN 符号（逆拡散符号：拡散率が 256 の場合として、C1 ~ C256 として示している）と乗算されて逆拡散処理され、積分器 5 にて、この逆拡散出力の 1 シンボルの積分値が得られて 1 シンボルデータが生成される。

【0010】周波数誤差測定部 7 では、シンボルデータのパイロットシンボルを用いて周波数誤差値が算出される。算出された周波数誤差値は AFC 制御部 8 により TCXO 9 のコントロール電圧に変換され、TCXO 9 の周波数を制御する。積分器 5 より得られたシンボルデータのパイロットシンボルを利用して、隣り合ったシンボルの位相移動角度を測定し、周波数誤差値に換算し、コントロール電圧で TCXO を制御するようになっている。

【0011】ここで、参考までに、隣り合うシンボル間の位相回転量（位相移動量）と周波数誤差との関係の一例をあげると、シンボルレートを 15 ksps とし、仮に第一及び第二のパイロットシンボル間の位相回転量が 90 度とした場合、周波数誤差 $\theta = 15 \text{ ksps} \times (90 \text{ 度} / 360 \text{ 度}) = 3.75 \text{ KHz}$ となる。搬送波の周波数を 2 GHz とすると、 3.75 KHz のずれは、 $3.75 \text{ KHz} / 2 \text{ GHz} = 1.875 \text{ ppm}$ となり、周波数誤差値が測定できることになる。

【0012】いま、TCXO の基準周波数の初期設定時の周波数誤差値が大きい場合、例えば 5 ppm ずれている場合には（移動局の単価を下げるために、安価な TCXO を使用すると初期周波数誤差値は 5 ppm 程度である）、図 8 (A) に示すように、隣り合ったシンボルの位相移動角度が +225 度となり、+180 度を越えてしまう。これにより、実測の位相移動量はシンボルの移動方向を +225 度ではなく、-135 度と誤って計算

5

してしまいAFC制御が正常に動作しない。

【0013】そこで、特開平9-331307号公報には、シンボル間の位相移動量を使用する代わりに、1シンボルを複数、例えば前半と後半との2つに分割し、前半と後半のシンボルデータ間の位相移動量を求めてこれにより周波数制御を行う技術が提案されている。

【0014】図9は当該公報に開示のブロック図であり、図7と同等部分は同一符号にて示している。図9において、図7と相違する部分についてのみ説明すると、積分器5として、1シンボルのうち前半(0~T/2; Tはシンボル周期)と後半(T/2~T)の各データの積分をなすための2つの積分器5₁及び5₂を使用しており、周波数誤差測定部7においては、これ等2つの積分出力の間の位相移動量を算出して周波数誤差とする様になっている。

【0015】尚、図9の逆拡散部4と積分器5との具体例を図10に示している。A/D変換器3からの出力データは互いに縦属接続されたF/F(フリップフロップ)41へ、チップクロックのタイミングにて順次ラッチされる。これ等各ラッチ出力は逆拡散符号C1~C256(拡散率を256とする)と乗算器42にて夫々乗算されて逆拡散処理がなされる。各乗算出力は積分器5を構成する加算器51~53にて加算されるが、このとき、1シンボルの0~T/2の前半(1番目の乗算出力~129番目の乗算出力)の加算データ(積分値)が加算器52により導出され、T/2~Tの後半(130番目の乗算出力~256番目の乗算出力)の加算データが加算器53により導出される。

【0016】かかる構成とすることにより、図8(B)に示す如く、前半と後半の各積分データの位相は、図8(A)の場合(1シンボルデータ間の位相移動量を測定する場合)に比較して、1/2に減少することになるので、図8(A)で示した誤動作は解消することになる。

【0017】ここでも、参考までに、前半と後半のシンボル間の位相回転量(位相移動量)と周波数誤差との関係の一例をあげると、シンボルレートを15kspsとし、仮に1シンボル内(前半と後半)で位相回転量が90度回転した場合、周波数誤差 $\theta = 2 \times 15 \text{ kps} \times (90^\circ / 360^\circ) = 7.5 \text{ KHz}$ となる。尚、前半と後半のシンボルの位相移動量と周波数誤差との関係の詳細は、上記公開公報に説明されているので、ここでは、その説明を省略する。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述した特開平9-331307号公報の技術では、上述したAFC制御動作が実行されてから、ローカル信号周波数の誤差が所定閾値以下の安定したAFC制御状態に入った場合においても、1シンボルを複数に分割して、例えば、1/2に分割して、その分割された前半と後半のシンボルデータ間の位相移動量を元にAFC制御を行うこと

6

になるので、ノイズに弱いという欠点がある。

【0019】すなわち、図11(A)に示す様に、前半と後半の各シンボルデータのベクトル表示をD1、D2として、両者の位相移動量が所定の閾値であるとなると、ノイズの影響によって、これ等両データのベクトルの先端はd1、d2にて示す一定半径(ノイズの大きさ)の円周を描く軌跡となり、よって、両者の瞬時位相移動量は $\pm \theta$ の間で変化することになる。上記公報では、1シンボル内(前半と後半)での位相移動量を算出しているが、この位相移動量の算出のための積分時間がT/2ずつの短い時間であり、また、もともと周波数誤差が閾値より小なる安定したAFC制御状態の場合にはノイズの影響による位相移動量も小であるために、正確な位相移動量の算出が困難であり、結果としてノイズに弱いAFC制御方式となるのである。

【0020】本発明の目的は、ノイズの影響に強いAFC制御動作が可能な移動通信システムにおけるAFC制御装置及びその方法並びにそれを使用した移動通信機を提供することである。

【0021】

【課題を解決するための手段】本発明によるAFC制御装置は、ベースバンド信号を位相変調して拡散処理された信号を受信し、この受信信号とローカル信号とを乗算してベースバンド信号に変換し、このベースバンド信号を逆拡散処理するようにした移動通信機におけるAFC制御装置であって、前記受信信号を逆拡散する逆拡散手段と、前記受信信号のパイロットチャネルに含まれるパイロットシンボルのうち連続するN個(Nは2以上の数)の第一のシンボル群とそれに続くN個の第二のシンボル群との前記逆拡散手段による各逆拡散出力を夫々積分して、第一及び第二の積分出力を生成する第一の積分手段と、これ等第一及び第二の積分出力間の位相移動量を検出してこの位相移動量に応じて前記ローカル信号の周波数制御をなす制御手段とを含むことを特徴とする。

【0022】更に、前記受信信号の1シンボルの前記逆拡散手段による逆拡散出力を、複数に分割して夫々積分する第二の積分手段を含み、前記制御手段は、位相移動量が所定閾値より大なときには、前記第二の積分手段の分割積分出力間の位相移動量を検出して前記周波数制御を行うようにしたことを特徴とする。また、前記制御手段は、前記位相移動量が前記閾値以下になった場合に、前記第一及び第二の積分出力間の位相移動量を検出して前記周波数制御を行うようにしたことを特徴とする。そして、前記受信信号の1シンボルは、前記パイロットチャネルに含まれるパイロットシンボルであることを特徴とする。

【0023】また本発明によるAFC制御方法は、ベースバンド信号を位相変調して拡散処理された信号を受信し、この受信信号とローカル信号とを乗算してベースバンド信号に変換し、このベースバンド信号を逆拡散処理

7

するようにした移動通信機におけるAFC制御方法であって、前記受信信号を逆拡散する逆拡散ステップと、前記受信信号のパイロットチャネルに含まれるパイロットシンボルの連続するN個（Nは2以上の数）の第一のシンボル群とそれに続くN個の第二のシンボル群との前記逆拡散手段による各逆拡散出力を夫々積分して、第一及び第二の積分出力を生成する第一の積分ステップと、これ等第一及び第二の積分出力間の位相移動量を検出してこの位相移動量に応じて前記ローカル信号の周波数制御をなす制御ステップとを含むことを特徴とする。

【0024】更に、前記受信信号の1シンボルの前記逆拡散手段による逆拡散出力を、複数シンボル区間に分割して夫々積分する第二の積分ステップを含み、前記制御ステップは、位相移動量が所定閾値より大なるときには、前記第二の積分手段の分割積分出力間の位相移動量を検出して前記周波数制御を行うようにしたことを特徴とする。また、前記制御ステップは、前記位相移動量が前記閾値以下になった場合に、前記第一及び第二の積分出力間の位相移動量を検出して前記周波数制御を行うようにしたことを特徴とする。

【0025】また本発明によるAFC制御方法は、ベースバンド信号を位相変調して拡散処理された信号を受信し、この受信信号とローカル信号とを乗算してベースバンド信号に変換し、このベースバンド信号を逆拡散処理するようにした移動通信機におけるAFC制御方法であって、電源投入に応答して前記受信信号を逆拡散する逆拡散ステップと、前記受信信号の1シンボルの前記逆拡散手段による逆拡散出力を、複数に分割して夫々積分するステップと、前記積分ステップの分割積分出力間の位相移動量を検出して前記周波数制御を行うステップと、前記位相移動量が所定閾値以下になった場合、前記受信信号のパイロットチャネルに含まれるパイロットシンボルのうち連続するN個（Nは2以上の数）の第一のシンボル群とそれに続くN個の第二のシンボル群との前記逆拡散ステップによる各逆拡散出力を夫々積分して、第一及び第二の積分出力を生成するステップと、これ等第一及び第二の積分出力間の位相移動量を検出してこの位相移動量に応じて前記ローカル信号の周波数制御をなす制御ステップとを含むことを特徴とする。

【0026】更に、本発明による移動機は上述したAFC制御装置やAFC制御方法を使用したCDMA通信方式の移動機であることを特徴とする。

【0027】本発明の作用を述べる。本発明では、電源投入時等の初期状態における周波数誤差が大なる場合には、上述した1シンボル内での位相移動量を使用してAFC制御（粗調整）を行い、周波数誤差が小になって安定状態に入った場合には、パイロットチャネルの連続するN個の第一のシンボル群とそれに続くN個の第二のシンボル群との位相移動量を使用してAFC制御（微調整）を行う。こうすることにより、安定状態における位

8

相移動量に対するノイズの影響をできるだけ少なくすることができ、ノイズに影響されない安定したAFC制御が可能である。

【発明の実施の形態】

以下に、図面を参照しつつ本発明の実施例につき説明する。図1は本発明の実施例のブロック図であり、図9と同等部分は同一符号にて示している。図1を参照すると、図示せぬ基地局より送信された信号はアンテナ1により受信され、ミキサー2により搬送波が除去されてベースバンド信号に変換される。このベースバンド信号はA/D変換器3によりデジタル信号に変換され、逆拡散部4により拡散符号であるPN符号C1～C256（拡散率が256の場合）と乗算されて逆拡散処理がなされる。

【0029】これ等逆拡散出力は積分器5へ入力されて逆拡散されたシンボルデータの積分が行われる。積分器5は、機能的に4つの積分器5.1～5.4からなる。積分器5.1及び5.2は1シンボル内の前半（0～T/2）と後半（T/2～T）の積分値を夫々算出するものであり、積分器5.3及び5.4は連続する2つのシンボル群（0～2T）とそれに続く連続する2つのシンボル群（2T～4T）の積分値を夫々算出するものである。尚、積分対象となるシンボルは、図5のフォーマットに示した共通パイロットチャネルのパイロットシンボルであるものとする。

【0030】積分器5.1と5.2との一対の積分出力はセクタ6のA側入力端子へ入力され、積分器5.3と5.4との一対の積分出力はセクタ6のB側入力端子へ入力される。このセクタ6の一対の出力端子Cには、切替信号に応じてA側またはB側の入力信号が導出されるようになっている。この一対のセクタ出力は周波数誤差測定部7へ供給されて、周波数誤差が算出され、AFC制御部8を介してローカル信号を発生するTCXO9の制御信号となる。周波数誤差測定部7による測定値は制御部10へも入力され、予め設定されている所定閾値との比較が行われ、その比較結果に従って、セクタ6の切替えが行われるのである。

【0031】図2は図1における逆拡散部4と積分器5との具体例を示す図であり、図10と同等部分は同一符号にて示している。逆拡散部4の構成は図10のそれと同一であり、加算器52から1シンボル内の前半（0～T/2）の積分値が、加算器53からは後半（T/2～T）の積分値が夫々導出されて、セクタ6のA側入力となっている。

【0032】これ等両積分出力は更に加算器54にて加算され、シンボル周期Tを有するクロックをラッチタイミングとするラッチ回路55によりラッチされて1シンボルデータ（0～T）の積分値が得られる。それに続くT期間後の加算器54の出力は次の1シンボルデータ（T～2T）の積分値であるから、両者が加算器56に

9

て加算されて連続する2シンボルデータ(0~2T)の積分値が得られる。更に、2Tの周期を有するクロックをラッチタイミングとするラッチ回路57を設けて、加算器56の出力をこのラッチ回路57の入力とすることにより、加算器56の出力とラッチ回路57の出力には、0~2Tの積分値と2T~4Tの積分値とが夫々得られて、これ等がセクタ6のB側入力となっている。

【0033】図3は本発明の実施例の動作を示す概略フローチャートである。電源投入時等の初期状態においては、共通パイロットチャネルのパイロットシンボルを使用して、1シンボル内の前半と後半の積分値をセクタ6により選択し(ステップS1)、周波数誤差測定部7にて両積分値により位相移動量を算出して周波数誤差を測定する(ステップS2)。この周波数誤差に基づきAFC制御が行われる(ステップS3)。そして、制御部10はこの周波数誤差を監視しており、閾値以下になった場合には(ステップS4)、周波数誤差が小さく安定状態に入ったと認識してAFCの微調整をなすのである。

【0034】この場合には、セクタ6によりB側入力を選択して、共通パイロットチャネルの互いに連続する2つのパイロットシンボル群の各積分値を使用する(ステップS5)。これ等2つのパイロットシンボル群の各積分値により位相移動量を検出して周波数誤差を測定する(ステップS6)。この周波数誤差に基づきAFC制御が行われる(ステップS3)。

【0035】AFCが安定状態にある場合には、D1、D2を夫々1パイロットシンボルの各積分値によるベクトルとすると、これ等ベクトルのノイズによる影響は図11(A)に示した様になることは上述したとおりである。このとき、両ベクトルの位相移動量は図11(B)に示す様に $\pm\theta$ (閾値以下の小なる値)の範囲で変動するが、本発明では、夫々連続する2つのシンボル群の各積分値(2T毎)を使用するので、図11(C)に示す様に、それだけ積分期間が2Tと長くなって、ノイズに影響されない、より正確な位相移動量が検出可能となる。

【0036】参考までに、2つずつのシンボル群(第一及び第二のパイロットシンボルと第三及び第四のパイロットシンボルとの間)の位相回転量(位相移動量)と周波数誤差との関係の一例をあげると、シンボルレートを15kspsとし、仮に両シンボル群間の位相回転量が90度回転した場合、

$$\text{周波数誤差 } \theta = (15 \text{ ksps} / 2) \times (90 \text{ 度} / 360 \text{ 度}) = 1.875 \text{ KHz}$$

となり、搬送周波数を2GHzとすると、1.875KHzのずれは、0.9375ppmとなる。

【0037】尚、周波数誤差測定部7の一例を図4に示しており、加算器と乗算器とにより構成することができる。尚、図4においては、シンボルデータD1、D2を

10

I(同相)成分とQ(直交)成分とで示している。以上の図1~3の実施例の説明では、簡単化のためにI、Qの成分を区別せずに示したが、当然に上記I、Q成分をそれぞれに処理することもある。

【0038】上記実施例では、AFC制御の粗調整時において、1シンボルを前半と後半の2つに分割した場合を示しているが、3以上に分割しても良いが、分割数を大とした場合には、積分時間がそれだけ短くなって正確な位相移動量が測定できなくなる点に注意すべきである。また、AFC制御の微調整時において、2シンボル毎の積分値を得ているが、2以上のシンボル値を得る様にすれば良いことは明白である。

【0039】

【発明の効果】以上述べた様に、本発明によれば、初期状態ではAFC制御を1シンボルを複数に分割した積分データ間で周波数誤差を検出し、それ以降の安定した状態では複数シンボル毎にまとめて積分したデータ間で周波数誤差を検出する様にしているので、初期時にはAFC制御が短時間で正確に行え、また安定時にはノイズの影響のない正確なAFC制御が可能となるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例の概略ブロック図である。

【図2】図1の一部具体例を示す図である。

【図3】本発明の実施例の動作を示す概略フロー図である。

【図4】図1の周波数誤差測定部7の具体例を示す図である。

【図5】CDMA通信システムにおける無線フレームのフォーマット図である。

【図6】AFC制御のための周波数誤差測定に使用されるパイロットシンボルの位相移動量の例を示す図である。

【図7】従来のAFC制御の一例を説明するための概略ブロック図である。

【図8】図7の従来ブロックにおける位相移動量測定の一例を説明する図である。

【図9】従来のAFC制御の他の例を説明するための概略ブロック図である。

【図10】図9の一部具体例を示す図である。

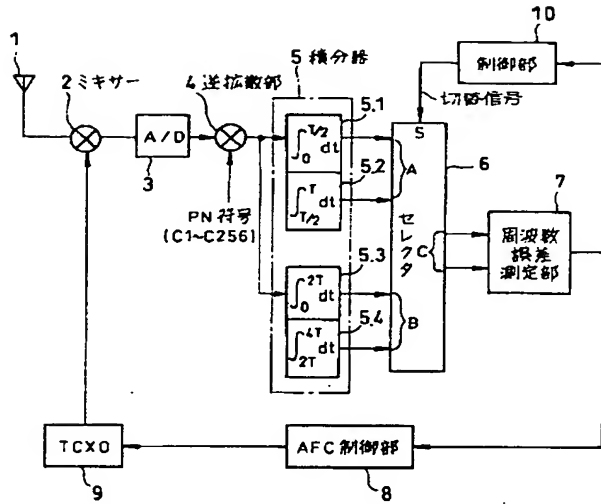
【図11】AFC動作が安定状態の場合において、位相移動量に対するノイズの影響を説明するための図である。

【符号の説明】

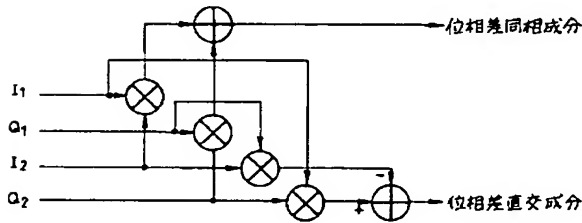
- 1 アンテナ
- 2 ミキサー
- 3 A/D変換器
- 4 逆拡散部
- 5 積分器
- 6 セクタ

- 11
- 7 周波数誤差測定部
- 8 AFC制御部
- 9 TCXO
- 10 制御部

【図1】



【図4】



$$I_1 = \int_0^{T/2} \cos \theta \, dt \quad \text{or} \quad \int_0^{2T} \cos \theta \, dt$$

$$I_2 = \int_{T/2}^T \cos \theta \, dt \quad \text{or} \quad \int_{2T}^{4T} \cos \theta \, dt$$

$$Q_1 = \int_0^{T/2} \sin \theta \, dt \quad \text{or} \quad \int_0^{2T} \sin \theta \, dt$$

$$Q_2 = \int_{T/2}^T \sin \theta \, dt \quad \text{or} \quad \int_{2T}^{4T} \sin \theta \, dt$$

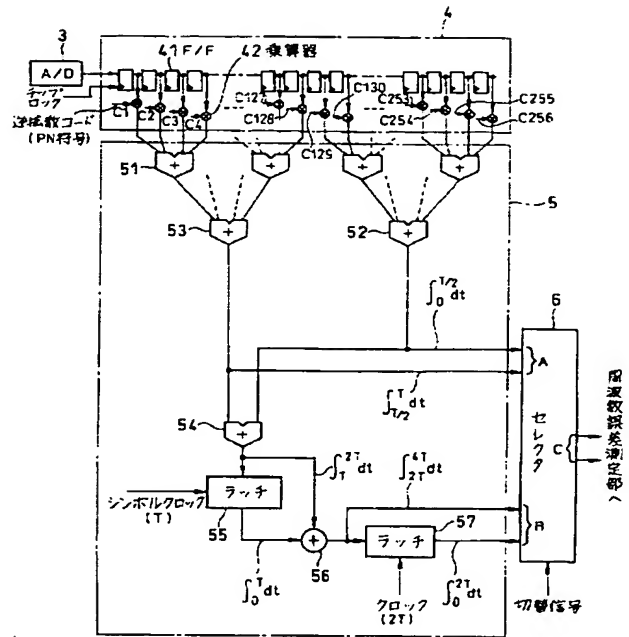
$$D_1: I_1 + jQ_1, \quad D_2: I_2 + jQ_2$$

$$\text{位相差} \theta = (I_1 \cdot I_2 + Q_1 \cdot Q_2) + j(I_1 \cdot Q_2 - Q_1 \cdot I_2)$$

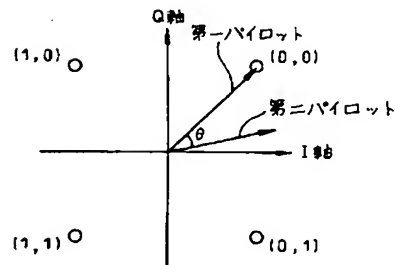
12

- * 41 F/F (フリップフロップ)
- 42 乗算器
- 51~54, 56 加算器
- * 55, 57 ラッチ

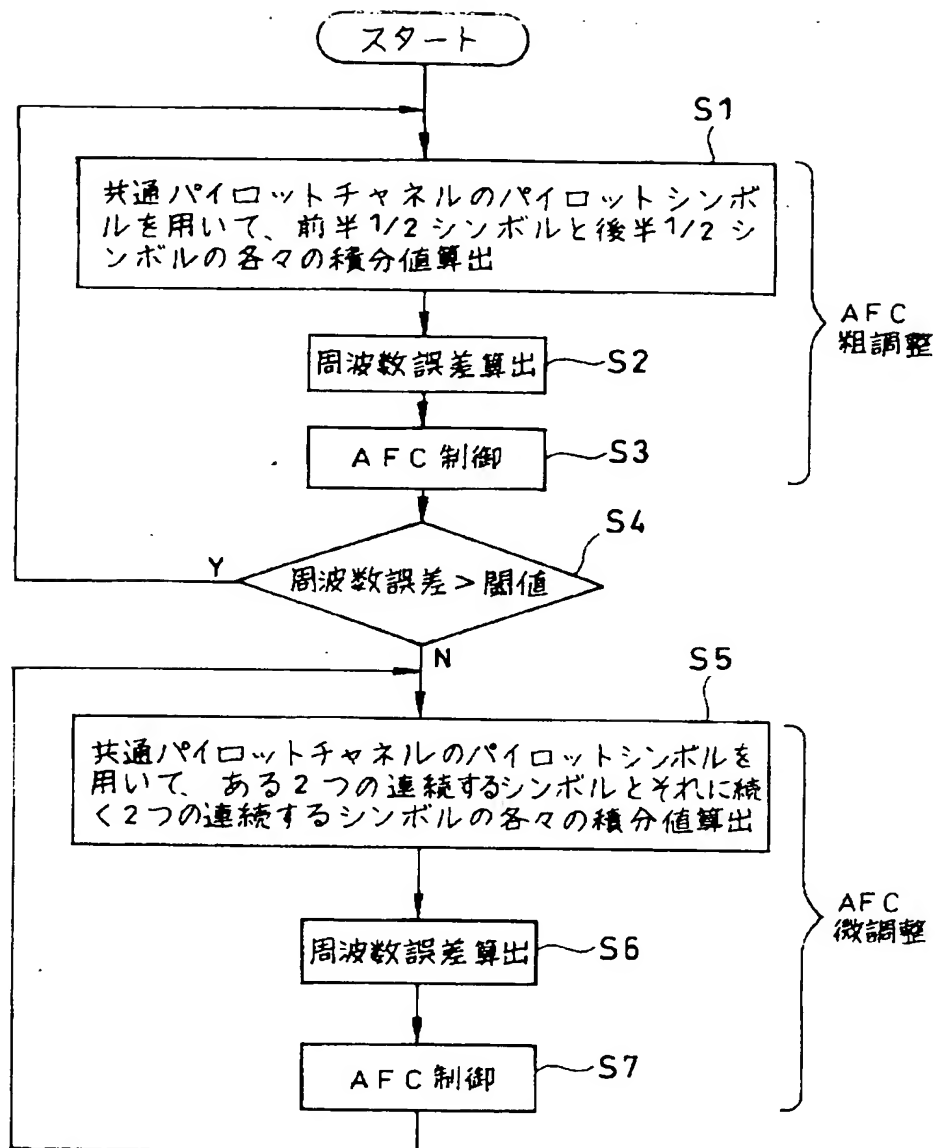
【図2】



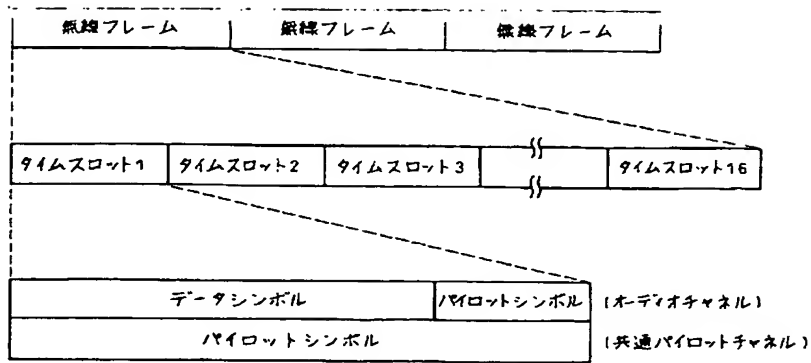
【図6】



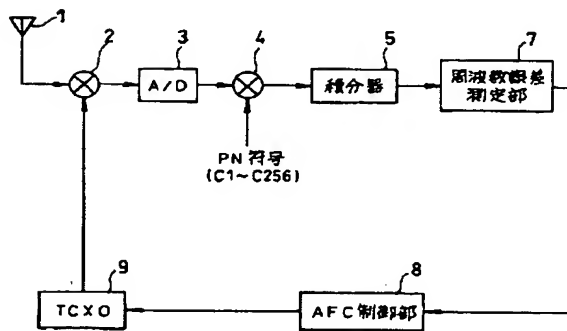
【図3】



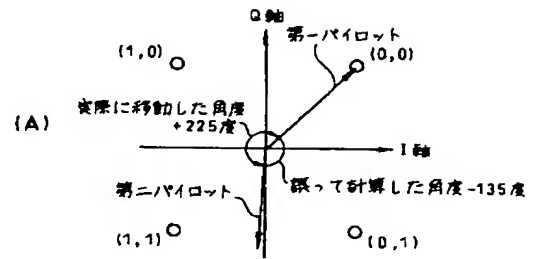
【図5】



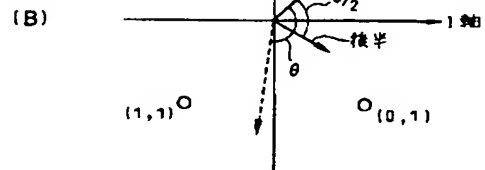
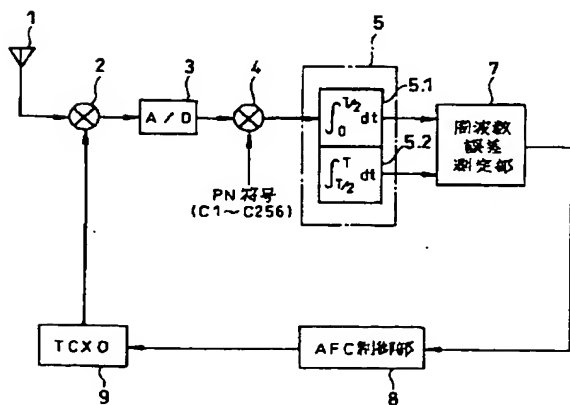
【図7】



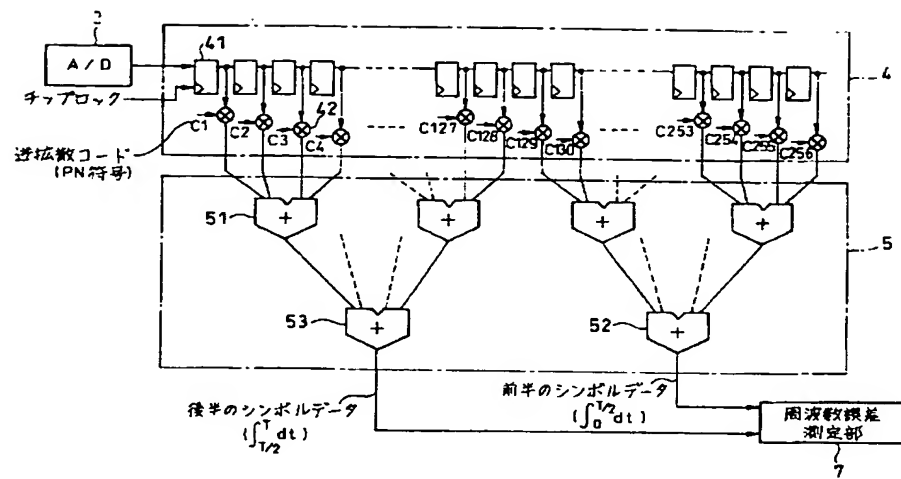
【図8】



【図9】



【図10】



【図11】

